

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.10.11>

УДК: 621.391.31

ВЛИЯНИЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО ОПОРНОГО ПРОВОДНИКА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ С МОДАЛЬНЫМ РАЗЛОЖЕНИЕМ НА ОСНОВЕ ВИТКА МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ

И.А. Скорняков, С. Карри, Р.С. Суровцев

**Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.**

Статья поступила в редакцию 25 июля 2025 г.

Аннотация. Тенденции развития радиоэлектронных средств (РЭС) направлены на миниатюризацию их узлов с сохранением функциональных возможностей. Это приводит к росту восприимчивости РЭС к электромагнитным воздействиям разной природы. Среди них наибольшую опасность представляют импульсные сверхширокополосные (СШП) воздействия. Для защиты от СШП воздействий применимы полосковые устройства на основе витка меандровой линии (МЛ). Их реализация может быть разнообразной. Поэтому в работе исследованы две структуры витка МЛ с лицевой связью: с одним и двумя опорными проводниками. Приведены оценки влияния ширины проводников и расстояния между сигнальным и опорным проводниками на ряд характеристик витка. В результате предварительного анализа временного отклика обеих структур выявлены их оптимальные параметры и изготовлены 2 прототипа витка для измерений. Исследования в частотной области показали, что добавление второго опорного проводника приводит к увеличению количества максимумов и минимумов частотной зависимости коэффициента передачи, но благодаря

лучшему согласованию с трактом увеличивается частота среза. Анализ временного отклика показал, что электромагнитная связь сигнальных проводников оказалась избыточной, поскольку ослабление на выходе прототипов определяется уровнем первой составляющей (перекрестной помехи). При этом уровень составляющих мод – ниже. Добавление второго опорного проводника даёт рост ослабления импульсного воздействия, которое 4,16 раза. Вычисленные N -нормы подтвердили это.

Ключевые слова: радиоэлектронные средства, модальное разложение, электромагнитная совместимость, защита, сверхширокополосное импульсное воздействие, электродинамическое моделирование, измерения.

Финансирование: Работа выполнена за счет средств гранта Российского научного фонда, №24-79-00159, <https://rscf.ru/project/24-79-00159/> в ТУСУРе.

Автор для переписки: Карри Салим, karrisalim.h@gmail.com

Введение

Одной из тенденций развития современных радиоэлектронных средств (РЭС) является стремление к миниатюризации с сохранением, а зачастую даже ростом их функциональных возможностей [1,2]. Это приводит к росту восприимчивости РЭС к электромагнитным помехам [3]. Поэтому на этапе проектирования РЭС важен учет требований электромагнитной совместимости (ЭМС) и построение эффективной защиты от помех [4]. Одной из актуальных задач ЭМС является защита РЭС от сверхширокополосных (СШП) импульсных воздействий, которые за счет широкого спектра способны проникать внутрь РЭС, а за счёт высокой мощности нарушать их нормальное функционирование и даже выводить их из строя [5,6]. Традиционными решениями защиты РЭС от импульсных СШП воздействий является фильтрация [7], экранирование [8] и разные полупроводниковые устройства (газоразрядники, варисторы и пр.) [9]. Каждому из подходов присущи достоинства и недостатки. Эффективная защита требует комплексных решений, поэтому поиск эффективных методов защиты по-прежнему актуален.

Сравнительно новым решением задачи защиты РЭС от СШП воздействий является применение полосковых устройств на основе витка меандровой линии (МЛ) с модальным разложением [10,11]. В самом общем случае применение полосковых устройств позволяет разложить СКИ на 3 основных составляющих (по уровню): перекрестную помеху, синфазную и дифференциальную моды. Равенство уровней составляющих обеспечивает ослабление импульсного СШП воздействия. Несмотря на широту исследований данного подхода, ряд вопросов остается не исследованным. Одним из них является исследование подходов к совершенствованию защиты за счёт применения полосковых устройств с асимметричным поперечным сечением [12]. В таком витке распространяется комбинационная составляющая, которая позволяет обеспечить дополнительное ослабление за счёт равенства уровней уже 4 составляющих. Первые шаги в исследовании подхода выполнены для структур с боковой связью. Между тем структуры с лицевой связью обладают более широким потенциалом для синтеза компактных устройств [11]. Одним из подходов для этого при проектировании устройств на заданной площади является добавление дополнительных опорных проводников [13]. Таким образом, цель данной работы – оценить влияние дополнительного опорного проводника на характеристики и временной отклик на выходе витка меандровой линии с лицевой связью.

1. Предварительный анализ исследуемых структур

Выполнен сравнительный анализ характеристик структур с лицевой связью с одним и двумя опорными проводниками (рис. 1). Первая структура (рис. 1а) состоит из одного опорного проводника, двух параллельных ему и друг другу сигнальных проводников, и диэлектрической подложки. Опорный проводник расположен на одной стороне диэлектрической подложки с одним из сигнальных проводников, а второй сигнальный проводник расположен симметрично первому относительно подложки (далее структура 1). Вторая структура (рис. 1б) от первой отличается тем, что второй опорный проводник расположен симметрично первому (относительно сигнального проводника) на той же

стороне подложки (далее структура 2). В качестве основы для последующего прототипирования устройств выбран FSD1020T с толщиной $h = 0,508$ мм (толщина фольги $t = 18$ мкм), $\varepsilon_r = 10,2 \pm 0,35$ и $\tan\delta = 0,0023$ на частоте $f = 10$ ГГц. Ширина сигнального проводника (w) и расстояние между ним и опорным (s) при предварительном моделировании варьировались.

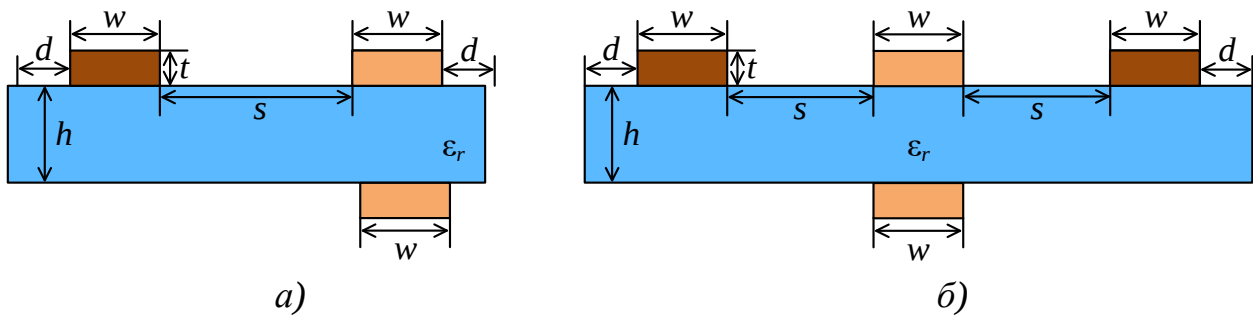


Рис. 1. Поперечное сечение структуры с лицевой связью с одним (а) и двумя (б) опорными проводниками.

Оценено влияние изменения w и s на разность погонных задержек синфазной и дифференциальной мод структур ($|\Delta\tau|$), их характеристический импедансы (Z_0), коэффициенты связи (k) и трансформации (n), которые вычисляются как [14]:

$$k = \frac{Z_{12}}{\sqrt{Z_{11}Z_{22}}}, \quad (1)$$

$$n = \sqrt{\frac{Z_{22}}{Z_{11}}}, \quad (2)$$

где Z_{11} , Z_{12} и Z_{22} – коэффициенты матрицы характеристических импедансов $\mathbf{Z}$.

При синтезе полосковых устройств каждая из указанных характеристик важна. Длительность разлагаемого воздействия определяется произведением $|\Delta\tau|$ и длины структуры l (чем больше $|\Delta\tau|$, тем меньшая l необходима для полного разложения воздействия на составляющие). Это определяет размеры конечного устройства на плате. Контроль Z_0 важен для согласования устройства с трактом и минимизации отражений (для пары связанных линий определяется как среднее геометрическое произведения импедансов мод). Коэффициент k определяет уровень составляющих отклика, особенно первой – перекрестной помехи.

В устройствах с асимметричным поперечным сечением кроме основных, также распространяется комбинационная составляющая отклика (чем больше асимметрия структуры, тем выше её уровень). Поэтому для эффективного синтеза устройств нужна оценка асимметрии, количественной мерой которой является коэффициент n . В табл. 1 сведены вычисленные значения $\Delta\tau$, Z_0 , k и n при изменении w и s в диапазоне от 200 до 500 мкм (такой диапазон принят в соответствии с технологическими возможностями производителей печатных плат).

Таблица 1. Характеристики структур 1 и 2 при изменении w и s .

Параметр	Структура 1				Структура 2			
s , мкм	200	300	400	500	200	300	400	500
$w = 200$ мкм								
$ \Delta\tau $, нс/м	1,082	1,153	1,249	1,354	1,065	1,053	1,085	1,144
Z_0 , Ом	94,35	100,98	106,39	111,09	70,75	76,01	80,31	84,05
k	0,525	0,567	0,600	0,625	0,307	0,360	0,402	0,438
n	1,102	1,061	1,040	1,027	1,152	1,092	1,059	1,041
$w = 300$ мкм								
$ \Delta\tau $, нс/м	1,387	1,486	1,601	1,718	1,236	1,258	1,319	1,400
Z_0 , Ом	81,71	87,59	92,42	96,62	61,04	65,80	69,71	73,13
k	0,564	0,604	0,636	0,661	0,345	0,399	0,442	0,478
n	1,087	1,053	1,035	1,024	1,136	1,082	1,054	1,037
$w = 400$ мкм								
$ \Delta\tau $, нс/м	1,624	1,742	1,867	1,989	1,405	1,460	1,544	1,639
Z_0 , Ом	73,52	78,84	83,22	87,03	54,74	59,09	62,68	65,82
k	0,597	0,636	0,665	0,689	0,383	0,437	0,479	0,515
n	1,077	1,047	1,032	1,022	1,12	1,075	1,050	1,035
$w = 500$ мкм								
$ \Delta\tau $, нс/м	1,826	1,956	2,087	2,213	1,571	1,652	1,751	1,856
Z_0 , Ом	67,56	72,43	76,46	79,97	50,20	54,21	57,53	60,43
k	0,626	0,663	0,691	0,713	0,419	0,472	0,513	0,547
n	1,069	1,043	1,029	1,020	1,112	1,069	1,046	1,032

Из табл. 1, видно, что для обеих структур наблюдаются схожие зависимости контролируемых характеристик от w и s . Добавление второго опорного проводника в структуру приводит к уменьшению $\Delta\tau$. Между тем это также уменьшает Z_0 , что улучшает согласование с трактом при тех же w и s . При этом коэффициента связи k для всех w уменьшается, однако с увеличением s при фиксированной w уменьшает влияние опорных проводников, что даёт рост k . Нужно отметить, что увеличение s также приводит к уменьшению асимметрии,

что наглядно видно по уменьшению коэффициента n . Примечательно, что добавление второго опорного проводника приводит к росту n при тех же w и s . Таким образом, для максимизации $|\Delta\tau|$ и согласования структуры с трактом (близость Z_0 к 50 Ом) для структуры 1 подходящими являются $w = 500$ мкм и $s = 200$ мкм, поскольку дают минимальное $Z_0 = 67,56$ Ом (отклонение от 50 Ом составило более 25 %). Для структуры 2 при $w = 400$ и 500 мкм обеспечивается существенно меньшее отклонение Z_0 от 50 Ом для всех s (наиболее близкий результат также дают $w = 500$ мкм и $s = 200$ мкм). Нужно отметить, что при необходимости максимизации k нужно выбирать s максимальным. Зависимость n от s обратна зависимости k от s , поэтому для обеспечения сильной асимметрии, наоборот, целесообразен выбор малых s . Как следует из приведенного анализа, полученные результаты не обеспечивают однозначного выбора параметров структур. Поэтому нужен дополнительный анализ на основе временного отклика.

Выполнено вычисление временного отклика витка МЛ (когда сигнальные проводники структур соединены на дальнем конце) на основе структур 1 и 2 (в узле 2 схемы на рис. 2). Параметры обеих структур приняты равными: $w = 500$ мкм и $s = 200$ мкм. Сопротивления R приняты по 50 Ом. Для простоты анализа воздействовал импульс в форме трапеции с амплитудой э.д.с. источника $E = 1$ В и длительностью $t_\Sigma = 900$ пс (фронт, плоская вершина и спад по 300 пс). Длина структур принята $l = 1$ м (обеспечивает полное разложение на составляющие).

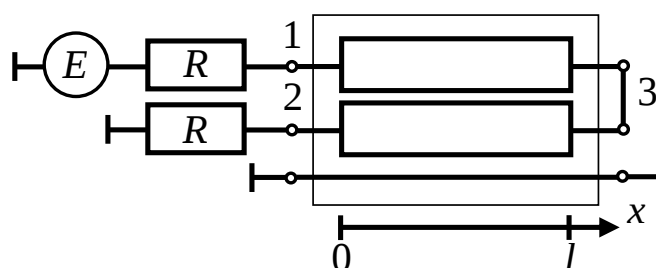


Рис. 2. Схема соединений витка МЛ.

Для уменьшения времени анализа, вычисление отклика выполнено с помощью аналитической модели [12]. Полученные формы напряжения на выходе структур показаны на рис. 3. Видно, что они отличаются. Добавление

второго опорного проводника даёт уменьшение уровня первой составляющей (перекрестной помехи). При этом уровни синфазной и дифференциальной мод изменяются слабо, поскольку одновременно происходит уменьшение уровня перекрестной помехи и увеличение уровня комбинационной составляющей из-за увеличения асимметрии. Нужно отметить, что задержка дифференциальной моды практически не изменяется, поскольку она полностью распространяется в диэлектрической подложке, но при этом увеличиваются задержки синфазной моды и комбинационной составляющей (задержка второй определяется линейной комбинацией задержек мод).

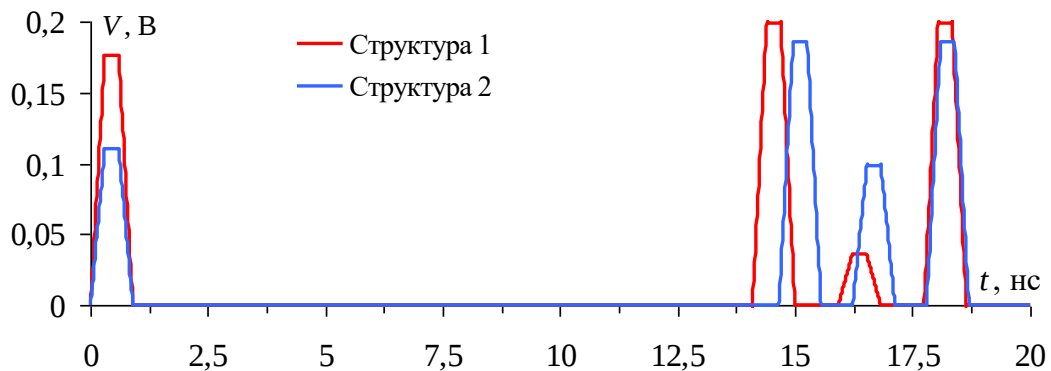


Рис. 3. Формы напряжения на выходе структур 1 и 2 при одинаковых параметрах.

Для уменьшения уровня выходного напряжения нужно обеспечить равенство уровней составляющих мод и комбинационной (уменьшить уровень мод и увеличить уровень комбинационной составляющей). Для этой цели выполнена параметрическая оптимизация поперечного сечения только для структуры 2 в принятом диапазоне изменения w и s эвристическим поиском. При этом вторым критерием целевой функции являлось согласование с трактом, которое оценивалось по временному отклику на входе структуры (уровень напряжения $0,5 E$). В результате получены $w = 350$ мкм и $s = 200$ мкм. Они дают $|\Delta\tau| = 1,321$ нс/м, $Z_0 = 57,6$ Ом, $k = 0,365$ и $n = 1,129$.

3. Прототипирование и экспериментальные исследования

Перед прототипирование витка МЛ на основе структур 1 и 2 выполнена его трассировка в форме меандра со слабой связью (рис. 4) для размещения на заданной площади платы (принята $S = 100 \times 100 \text{ мм}^2$). С двух сторон сигнальный проводник прототипа 2 окружен опорными проводниками, что даёт более плотную трассировку (за счёт выбора s_2). Это позволяет уменьшить занимаемую площадь, либо увеличить общую длину витка на исходной площади.

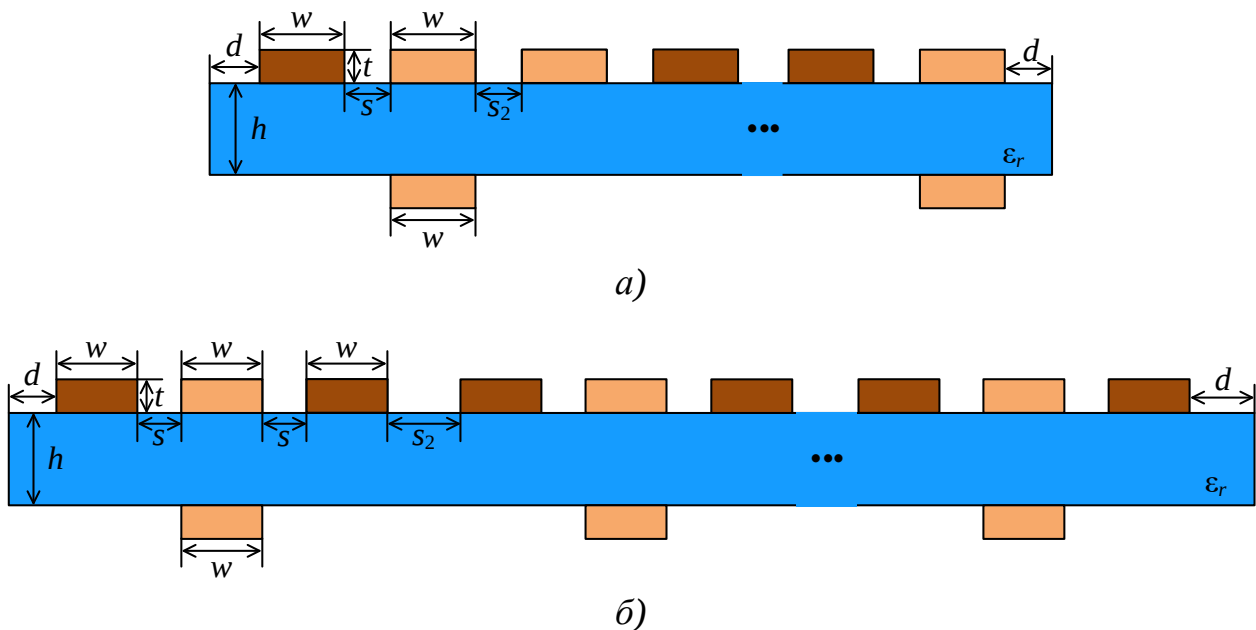


Рис. 4. Поперечное сечение витка МЛ, свернутого в меандр со слабой связью на основе структур 1 (а) и 2 (б).

В результате виток на основе структуры 1 свернут в меандр из 11 полувитков со слабой связью, а на основе структуры 2 – из 20 (далее будем называть их прототип 1 и 2 соответственно). Для структур 1 и 2 расстояние между витками со слабой связью s_2 и длина каждого (l_i) составили $s_2 = 8 \text{ мм}$ и $l_i = 103,65 \text{ мм}$ и $s_2 = 3 \text{ мм}$ и $l_i = 90,8 \text{ мм}$ соответственно. Модели прототипов витка показаны на рис. 5.

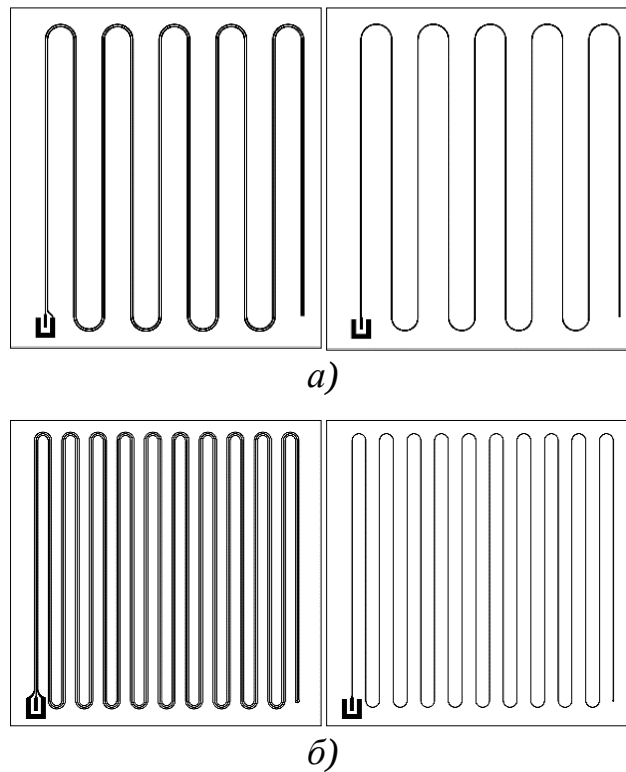


Рис. 5. Виды сверху (слева) и снизу (справа) прототипов 1 (а) и 2 (б).

Экспериментальные исследования прототипов витка основаны на измерении частотных зависимостей их S -параметров с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ) в соответствии со схемой на рис. 6а по методике из [10]. Интеграции ВАЦ с персональным компьютером позволяет использовать измеренные S -параметры для анализа во временной области (рис. 6б). Результаты измерений сохраняются в файл формата .s2p, который содержит значения, определяющие отношение спектральных переменных каждого порта. Их импорт в САПР позволяет вычислять временной отклик на произвольное воздействие, не прибегая к измерительным установкам.

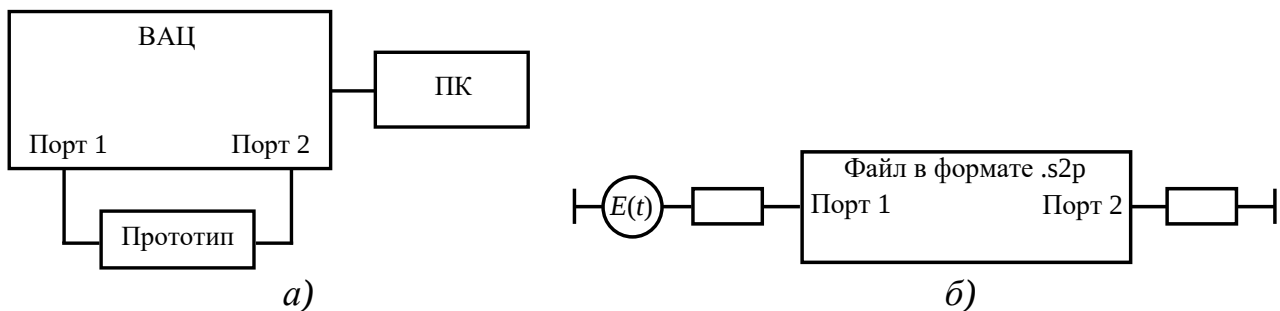


Рис. 6. Схемы экспериментальной установки для измерения S -параметров изготовленных прототипов (а) и анализа их характеристик во временной области (б).

Сначала измерены частотные зависимости $|S_{21}|$ прототипов (в диапазоне от 300 кГц до 5 ГГц) на базе ВАЦ E5071C компании Agilent Technologies (рис. 7).

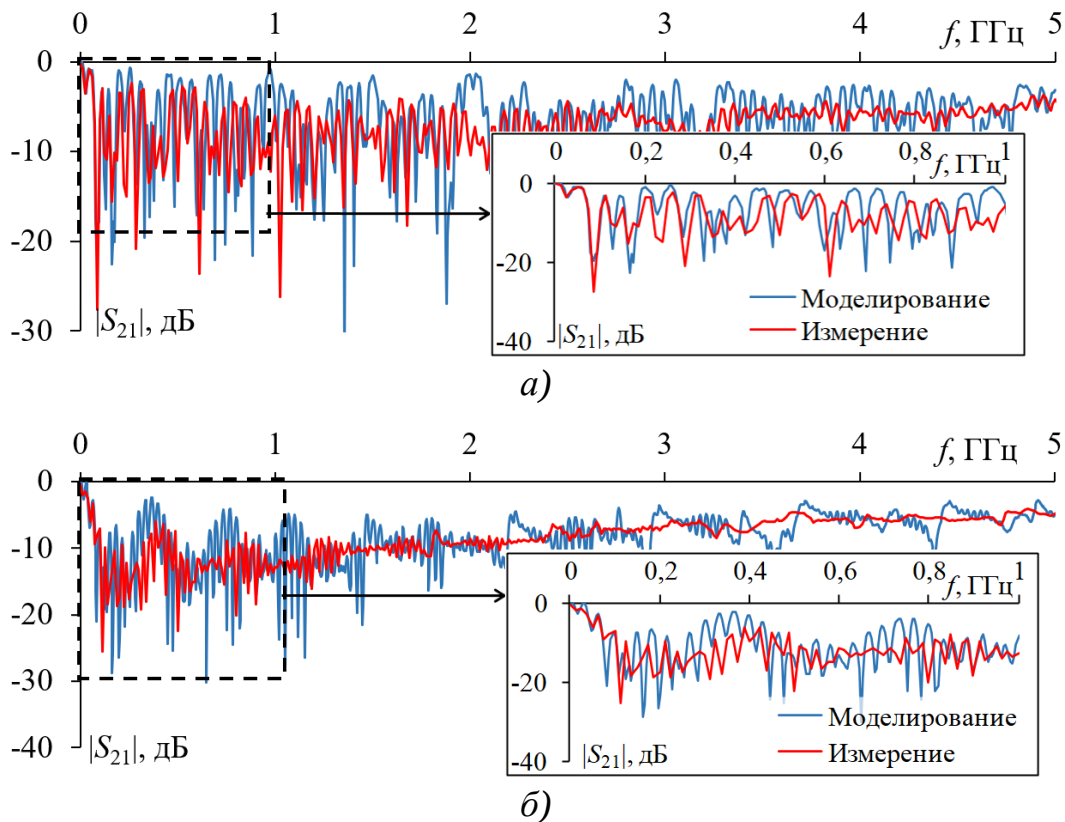


Рис. 7. Частотные зависимости $|S_{21}|$ прототипов 1 (а) и 2 (б), полученные разными методами.

Также для сравнения на рис. 7 приведены частотные зависимости $|S_{21}|$, полученные электродинамическим подходом. Он в отличие от других подходов к моделированию позволяет получить результаты, максимально приближенные к измерениям. Зависимости на рис. 7 представлены множеством максимумов и минимумов. Нужно отметить, что результаты, полученные разными подходами, для обеих структур согласуются по характеру только на низких частотах, причем лучше для прототипа 1, несмотря на псевдосогласование прототипа 2 с измерительным трактом. Сложный характер зависимостей вызван дополнительным сворачиванием витка в меандр, из-за чего возникают отражения от каждой перемычки и неоднородности в виде переходного отверстия на дальнем конце витка. Частота среза прототипа 1 составила 215 МГц, а прототипа 2 – 395 МГц.

На основе S -параметров прототипов получены временные отклики на импульсное воздействие с $E = 1$ В и $t_{\Sigma} = 900$ пс (рис. 8).

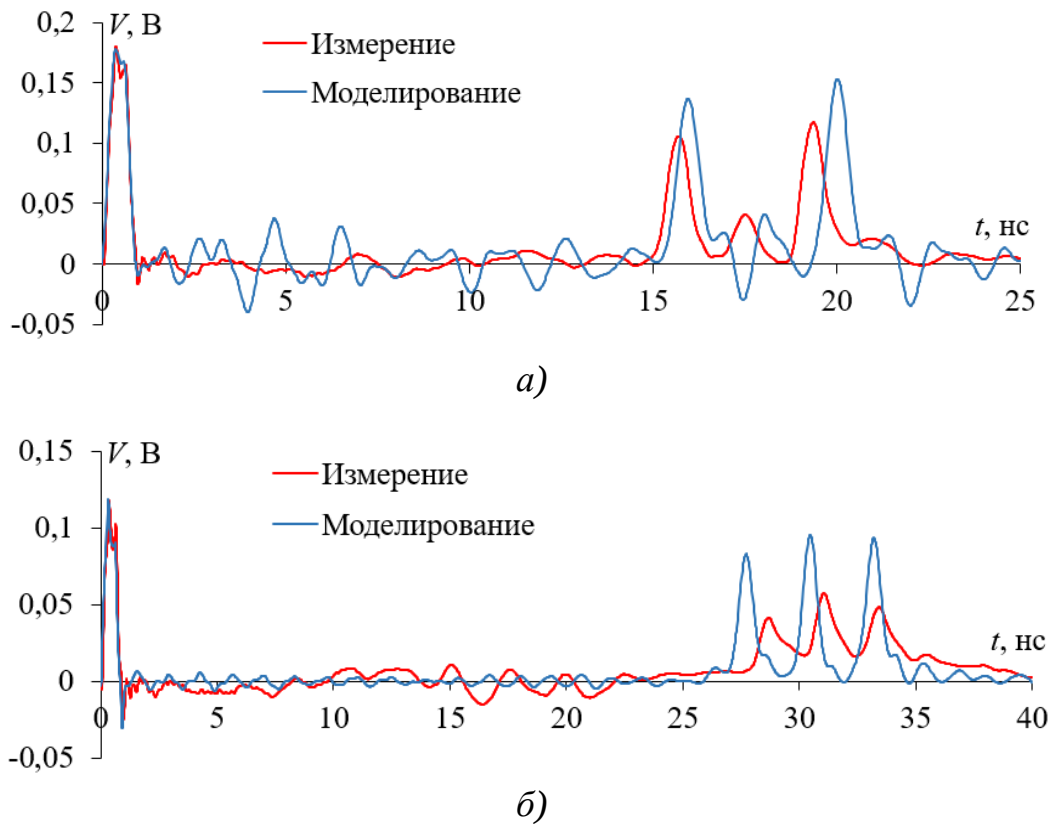


Рис. 8. Формы напряжения на выходе прототипов 1 (а) и 2 (б), полученные разными способами.

Видно, что отклики, полученные разными способами, согласуются по форме, но отличаются по задержкам составляющих. На выходе обоих прототипов уровень напряжения определяет составляющая перекрестной помехи, причём их формы и амплитуды, полученные разными способами, практически полностью совпадают. Различие форм, амплитуд и задержек мод и дополнительной составляющей вызвано влиянием потерь, дисперсии и отражений. Для количественной оценки различий результатов измерений и моделирования амплитуды и задержки составляющих отклика на выходе обоих прототипов сведены в табл. 2.

Таблица 2. Амплитуды (мВ) и задержки (нс) составляющих отклика на выходе прототипов 1 и 2, полученные разными способами.

Подход	V_1	t_1	V_2	t_2	V_3	t_3	V_4	t_4
Прототип 1								
Электродинамика	177,58	0,16	136,83	15,67	41,35	17,83	153	19,69
Измерения	179,59	0,18	105,74	15,35	40,91	17,15	117,08	19
Прототип 2								
Электродинамика	118,33	0,15	82,84	27,37	95,27	30,12	93,35	32,85
Измерения	117,58	0,17	41,49	28,23	57,26	30,59	48,37	32,87

Из табл. 2 видно, что максимальное отличие по задержкам не больше 0,7 и 0,5 нс для прототипов 1 и 2 соответственно, а по амплитуде – 36 и 45 мВ. В прототипе 1 амплитуда комбинационной составляющей меньше, чем основных, а в 2 – наоборот. Ослабление на выходе витков определяется амплитудой перекрестной помехи из-за сильной лицевой связи, которая здесь даже избыточна по критерию ослабления. Различия результатов вызваны структурой витка, свернутого в меандр и отражениями. Сравнение результатов выявило, что добавление второго опорного проводника увеличивает уровень комбинационной составляющей и ослабление СШП воздействия.

Дополнительно вычислены N -нормы временных откликов (на входе и выходе прототипов). Их вычисление основано на применении математических операторов к форме напряжения. Нормы применяются для количественной оценки восприимчивости устройств к разным видам воздействий [15].

Таблица 3. Вычисленные нормы для прототипов 1 и 2.

Способ	N_1	$N_2 \times 10^{-9}$	$N_3 \times 10^{10}$	$N_4 \times 10^{10}$	$N_5 \times 10^6$
Входное воздействие	0,5	1,83	3,14	3,14	11,2
Виток 1					
Моделирование	0,18	0,73	3,57	5,78	6,42
Измерения	0,18	1,03	3,45	4,99	5,5
Виток 2					
Моделирование	0,12	0,62	3,1	3,8	4,39
Измерения	0,12	0,82	2,93	4,53	3,68

Из табл. 3 видно, что на выходе прототипов 1 и 2 ослабляются все нормы, кроме N_4 (наблюдается её увеличение). Ослабление N_1 для прототипа 1 составило 2,8 раза, а 2 – 4,16 раза (по результатам измерений). Рост ослабления N_1 обусловлен увеличением уровня комбинационной составляющей и уменьшением уровня перекрестной помехи. Увеличение длительности фронта составляющих

из-за потерь и дисперсии привело к уменьшению N_2 в 1,8 и 2,2 раза на выходе прототипов 1 и 2 соответственно. N_5 уменьшилась в 2 и 3 раза для прототипов 1 и 2 соответственно. Таким образом, выявлено, что добавление второго опорного проводника снижает опасность влияния импульсных воздействия на элементы РЭС.

Заключение

В работе представлены результаты комплексного исследования характеристик витка МЛ на основе двух структур: с одним и двумя опорными проводниками. Оценено влияние ширины проводников и расстояния между сигнальным и опорным проводниками на разность погонных задержек мод, характеристический импеданс, коэффициенты связи и трансформации структур. Контроль каждого из параметров важен при синтезе полосковых устройств с модальным разложением. В результате анализа, выявлено, что введение второго опорного проводника по-разному влияет на изменение каждого из параметров. Поэтому для эффективного синтеза устройств нужен дополнительный анализ и оптимизация по временному отклику структур.

В результате предварительного анализа временного отклика, полученного аналитически, определены оптимальные параметры витка МЛ на основе структур 1 и 2. Изготовлены два прототипа витка с одним и двумя опорными проводниками и выполнены измерения их характеристик в частотной и временной областях. Выявлено, что добавление второго опорного проводника приводит к увеличению количества максимумов и минимумов частотной зависимости $|S_{21}|$, что связано с ростом отражений в прототипе 2 из-за сворачивания в большее количество полувитков со слабой связью. При этом, благодаря лучшему согласованию с трактом, частота среза у прототипа 2 выше и составила 395 МГц. Анализ отклика показал, что электромагнитная связь сигнальных проводников у прототипов оказалась избыточной, поскольку ослабление определяется уровнем первой составляющей (перекрестной помехи). При этом уровень составляющих мод – ниже. Отметим, что ослабление

воздействия на выходе прототипа 2 – выше (4,16 раза). Вычисленные N -нормы подтвердили это. Нужно отметить, что дополнительно выполнено электродинамическое моделирование, результаты которого качественно согласуются с результатами измерений, а выявленные отличия вызваны более существенным влиянием потерь и дисперсии при измерениях.

Следующим этапом работы является проработка подходов к миниатюризации устройств на основе рассмотренных в работе структур и оценка влияния устройств на распространение полезных сигналов. Отдельным направлением исследований является проработка практического применения структур на различных уровнях интеграции РЭС.

Финансирование: Работа выполнена за счет средств гранта Российского научного фонда, №24-79-00159, <https://rscf.ru/project/24-79-00159/> в ТУСУРе.

Литература

1. Бабунько С.А., Орлов О.С. Комплексная миниатюризация СВЧ-приборов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2010. – Т. 13. – №1. – С. 61-72.
2. Борейко Д.А., Князева А.Р. Интегральные катушки индуктивности с уменьшенной площадью // Техника радиосвязи. – 2021. – №1. – С. 86-94.
3. Сидоров А.В., Бокова О.И., Хохлов Н.С. Электромагнитный терроризм как источник угроз инфокоммуникационным системам связи и управления // Вестник Воронежского института высоких технологий. – 2014. – №13. – С. 106-109.
4. Li W. et al. Electromagnetic compatibility prediction method under the multifrequency in-band interference environment // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2017. – Т. 60. – №2. – С. 520-528.
5. Сахаров К.Ю. и др. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов // Технологии электромагнитной совместимости. – 2006. – № 3(18). – С. 36-40.

6. Гизатуллин З.М. Помехоустойчивость средств вычислительной техники внутри зданий при широкополосных электромагнитных воздействиях. Казань, издательство «Казан. гос. техн. ун-та». 2012. С. 254.
7. Костелецкий В.П. Обзор гибридных фильтров для защиты радиоэлектронных средств от кондуктивных помех // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2022. – Т. 25. – №1. – С. 37-47.
8. Ivanov A.A., Komnatnov M.E., Gazizov T.R. Analytical model for evaluating shielding effectiveness of an enclosure populated with conducting plates // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2020. – Vol. 62. – №5. – P. 2307-2310.
9. Капура И.А., Бакуменко Б.В. Анализ методов и средств защиты радиоэлектронной аппаратуры от воздействия мощных электромагнитных излучений // Системы обработки информации. – 2010. – №6. – С. 87-90.
10. Gazizov A.T., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. UWB pulse decomposition in simple printed structures // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2016. – Vol. 58. – №4. – P. 1136-1142.
11. Surovtsev R. S. et al. Possibility of Protection Against UWB Pulses Based on a Turn of a Meander Microstrip Line // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2017. – № 6 (59). – P. 1864-1871.
12. Карри С., Кенжегулова З.М., Суровцев Р.С. Методика синтеза пассивных полосковых устройств защиты от импульсных воздействий на основе витка меандровой линии с асимметричным поперечным сечением. Системы управления, связи и безопасности. – 2023. – №1. – С. 90-109.
13. Суровцев Р.С., Скорняков И.А., Карри С. Комплексное исследование влияния дополнительных опорных проводников на характеристики полосковых устройств с модальным разложением на основе витка меандровой линии // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2024. – №2. – С. 30-43.

14. Сычев А.Н., Рудый Н.Ю. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2018. – Т. 21. – №4-1. – С. 7-15.
15. Baum C.E. Norms and eigenvector norms // Mathematics Notes. – 1979. – Vol. 63. – P. 1-42.

Для цитирования:

Скорняков И.А., Карри С., Суровцев Р.С. Влияние дополнительного опорного проводника на характеристики полосковых устройств с модальным разложением на основе витка меандровой линии. // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №. 10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.10.11>